

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-209479

(43)Date of publication of application : 25.07.2003

(51)Int.Cl. H04B 1/18 H04B 1/26 H04J 1/02

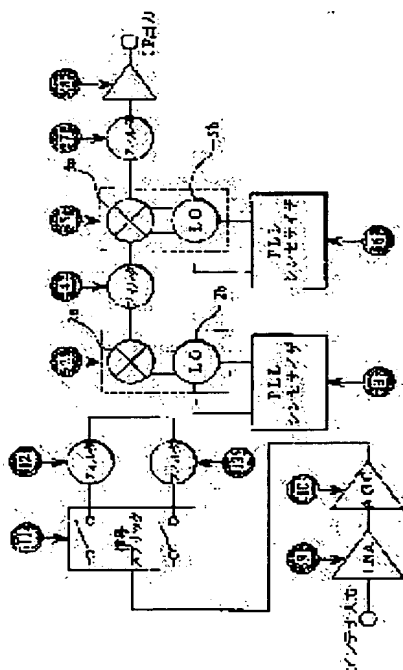
(21)Application number : 2002-279325 (71)Applicant : ZARLINK SEMICONDUCTOR LTD

(22)Date of filing : 25.09.2002 (72)Inventor : JOHN MUDD MARK
STEPHEN
COWLEY NICHOLAS PAUL

(30)Priority

Priority number : 2001 200122983 Priority date : 25.09.2001 Priority country : GB

(54) FRONT END FOR RADIO FREQUENCY TUNER, AND TUNER



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a front end for a radio frequency tuner for connection to a cable distribution network.

SOLUTION: An input is connected to a signal path equipped with an LNA 9 connected to a signal splitter 11 via an AGC stage 10. An input path has a sufficiently wide bandwidth for passing all channels in an input signal and has a substantially constant voltage standing wave ratio over the bandwidth. The splitter 11 supplies individual signals to a plurality of filtering paths and the respective filtering paths are provided with fixed filters 12 and 13. The plurality of paths are selectable at a prescribed time, and the

filters 12 and 13 divide an input frequency band into a plurality of adjacent or a little overlapped sub-bands. The output of the relevant front end is supplied to a double conversion device equipped with up converters 2 and 3, down converters 5 and 6 and first and second IF filters 4 and 7, for example.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-209479
(P2003-209479A)

(43) 公開日 平成15年7月25日 (2003.7.25)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード*(参考)
H 0 4 B 1/18		H 0 4 B 1/18	D 5 K 0 2 0
	1/26		E 5 K 0 2 2
H 0 4 J 1/02		H 0 4 J 1/02	5 K 0 6 2

審査請求 有 請求項の数25 O L 外国語出願 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2002-279325(P2002-279325)
(22) 出願日 平成14年9月25日(2002.9.25)
(31) 優先権主張番号 0 1 2 2 9 8 3 - 0
(32) 優先日 平成13年9月25日(2001.9.25)
(33) 優先権主張国 イギリス (G B)

(71) 出願人 501323251
ザーリンク・セミコンダクター・リミテッ
ド
Zarlink Semiconduct
or Limited
イギリス、エスエヌ2・2キューダブリュ
ー、ウィルトシャー、スウィンドン、チェ
ニー・マナー
(74) 代理人 100062144
弁理士 青山 葆 (外2名)

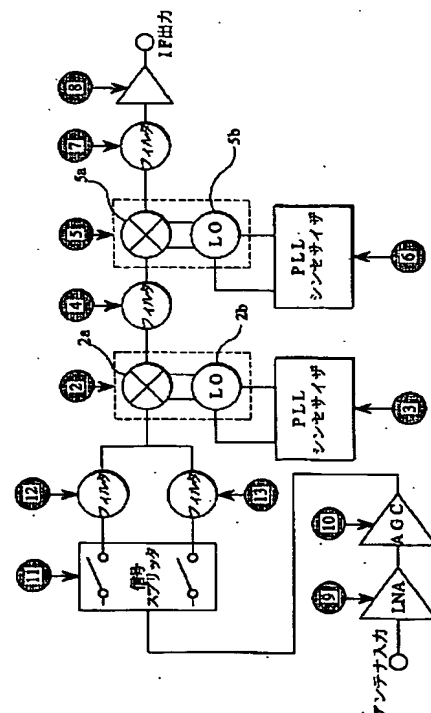
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線周波チューナのフロントエンド及びチューナ

(57) 【要約】

【課題】 ケーブル分配ネットワークに接続するための無線周波チューナのフロントエンドを提供する。

【解決手段】 入力は、A G C ステージ 1 0 を介して信号スプリッタ 1 1 に接続された L N A 9 を備えた信号パスに接続されている。入力パスは、入力信号中のすべてのチャンネルを通過させるために十分に広い帯域幅を有し、帯域幅にわたって実質的に一定の電圧定在波比を有する。スプリッタ 1 1 は複数のフィルタリングパスに個別の信号を供給し、上記各フィルタリングパスは固定されたフィルタ 1 2, 1 3 を備えている。上記複数のパスは所定の時刻において選択可能なものであり、フィルタ 1 2, 1 3 は、入力周波数帯域を、隣接するか又はわずかに重複する複数のサブバンドに分割する。当該フロントエンドの出力は、例えばアップコンバータ 2, 3 とダウンコンバータ 5, 6 と第 1 及び第 2 の I F フィルタ 4, 7 とを備えたダブルコンバージョン装置に供給される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のチャンネルを含む入力帯域において入力信号を受信する入力と、
上記入力信号を受信し、固定された周波数応答を有するように構成された複数のフィルタリングパス（12、13）と、

上記入力と上記フィルタリングパス（12、13）との間に存在し、上記入力帯域を通過させるために十分に広い帯域幅を有する信号パス（9、10、11）と、
所定の時刻において、上記複数のフィルタリングパス（12、13）のうちの任意の1つを動作可能にして、
フィルタリングされた信号を供給する選択装置（11、14、15）とを備えた無線周波チューナのフロントエンドにおいて、

上記複数のフィルタリングパス（12、13）は、上記入力帯域を複数のサブバンドに分割するように構成され、上記サブバンドのそれぞれは複数のチャンネルを含み、上記入力と上記フィルタリングパスとの間の上記信号パスは、上記帯域幅にわたって実質的に一定の電圧定在波比を有することを特徴とする無線周波チューナのフロントエンド。

【請求項2】 上記複数のサブバンドの周波数の下限に対する周波数の上限の比は、実質的に互いに等しいことを特徴とする請求項1記載のフロントエンド。

【請求項3】 上記比は実質的に2に等しい請求項2記載のフロントエンド。

【請求項4】 隣接する対又は各隣接する対のサブバンドは隣接していることを特徴とする、先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項5】 隣接する対又は各隣接する対のサブバンドは重複していることを特徴とする、請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項6】 2つのフィルタリングパス（12、13）によって特徴付けられる、先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項7】 上記フィルタリングパス（12、13）のそれぞれは帯域通過フィルタリング応答を有することを特徴とする、先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項8】 上記フィルタリングパス（12、13）は、低域通過フィルタリング応答を有する下側パスと、高域通過フィルタリング応答を有する上側パスとを備えたことを特徴とする請求項6記載のフロントエンド。

【請求項9】 上記サブバンドのうちの最も低域側のものに対するフィルタリングパスのうちの第1のものは、低域通過フィルタリング応答を有し、上記サブバンドのうちの最も高域側のものに対するフィルタリングパスのうちの第2のものは、高域通過フィルタリング応答を有し、他のフィルタリングパス又は他の各フィルタリングパスは、帯域通過フィルタリング応答を有することを特

徴とする請求項1乃至5のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項10】 上記信号パス（9、10、11）はバッファステージ（9）を備えたことを特徴とする、先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項11】 上記バッファステージは低雑音増幅器（9）を備えたことを特徴とする請求項10記載のフロントエンド。

10 【請求項12】 上記信号パス（9、10、11）は、上記バッファステージ（9）と上記フィルタリングパス（12、13）との間に自動利得制御装置（10）を備えたことを特徴とする請求項10又は11記載のフロントエンド。

【請求項13】 上記フィルタリングパス（12、13）のそれぞれにおける各自動利得制御装置（10a、10b）によって特徴付けられる請求項1乃至11のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

20 【請求項14】 上記信号パス（9、10、11）は、上記複数のフィルタリングパス（12、13）を駆動するための複数の出力を有する信号スプリッタ（11）を備えたことを特徴とする、先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項15】 上記選択装置は、所定の時刻において上記信号スプリッタの出力のうちの任意の1つを動作可能にするように構成されたことを特徴とする請求項14記載のフロントエンド。

【請求項16】 単一のモノリシック集積回路を備えたことによって特徴付けられる、先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド。

【請求項17】 先行する請求項のうちのいずれか1つに記載のフロントエンド（9-13）と、第1の周波数変換器（2）とによって特徴付けられるチューナ。

【請求項18】 上記選択装置は、上記複数のフィルタリングパス（12、13）の出力に接続された複数の入力信号を有する、上記第1の周波数変換器（2）の、個別に動作可能にすることが可能な複数の入力ステージ（14、15）を備えたことを特徴とする請求項17記載のチューナ。

40 【請求項19】 上記第1の周波数変換器（2）の出力に接続された第1の中間周波フィルタ（4）によって特徴付けられる請求項17又は18記載のチューナ。

【請求項20】 上記第1の周波数変換器（2）はアップコンバータであることを特徴とする請求項17乃至19のうちのいずれか1つに記載のチューナ。

【請求項21】 第2の周波数変換器（5）によって特徴付けられる請求項17乃至20のうちのいずれか1つに記載のチューナ。

50 【請求項22】 上記第2の周波数変換器（5）はダウンコンバータであることを特徴とする請求項21記載の

チューナ。

【請求項23】 上記第2の周波数変換器(5)の出力に接続された第2の中間周波フィルタ(7)によって特徴付けられる請求項21又は22記載のチューナ。

【請求項24】 単一のモノリシック集積回路を備えたことを特徴とする請求項17乃至23のうちのいずれか1つに記載のチューナ。

【請求項25】 ケーブルチューナを備えたことを特徴とする請求項17乃至24のうちのいずれか1つに記載のチューナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線周波チューナのフロントエンドと、そのようなフロントエンドを組み込んだチューナとに関する。そのようなチューナは、例えば、ケーブル分配ネットワークから多数のチャンネルを備えたブロードバンド信号を受信するための受信装置において用いられる、“ケーブルセットトップボックス”と呼ばれるタイプに属してもよい。

【0002】

【従来の技術及び発明が解決しようとする課題】添付図面の図1は、ダブルコンバージョンタイプの典型的な既知のタイプのケーブルチューナを示している。上記チューナは、チューナの信号対相互変調及び雑音性能を最大化するように、第1の周波数変換器2に供給される信号レベルを制御するための、自動利得制御(AGC)ステージ1の入力に接続されたアンテナ入力を有している。AGCステージ1は典型的にはPINダイオードを備え、上記PINダイオードの入力抵抗は、それを流れる定常(standing)電流を変化させることによって変化されることが可能である。結果として得られる可変抵抗は、利得制御信号に従って入力信号を減衰させるための分圧器の一部として用いられる。上記利得制御信号は、ステージ1の下流側における信号レベルの測定値から、又は復調器(図示せず。)から導出されることが可能である。

【0003】第1の周波数変換器2は、位相ロックループ(PLL)シンセサイザ3によって制御された局部発振器(LO)2bからの局部発振器信号を受信するミキサ2aを備えている。第1の周波数変換器2は、例えば、所望のチャンネルの周波数が、典型的には1.1GHzである第1の高い中間周波数上に中心を定められるように、チューナ入力に供給されるすべてのチャンネルのブロックアップコンバージョンを実行する。

【0004】第1の周波数変換器2の出力は、定義された中心周波数と通過帯域特性を有する、第1の中間周波数フィルタ4に供給される。典型的には、上記フィルタ4は、その中心周波数が公称で第1の中間周波数に等しく、その通過帯域が、当該フィルタが少数の個別のチャンネルを通過させるようになっている、帯域通過フィル

タである。

【0005】フィルタ4の出力は、同様にミキサ5aと位相ロックループシンセサイザ6によって制御された局部発振器5bとを備えた、第2の周波数変換器5に供給される。第2の周波数変換器5は、所望のチャンネルが、例えば36MHzである第2の中間周波数上に中心を定められるように、ブロックダウンコンバージョンを実行する。第2の周波数変換器5の出力は第2の中間周波フィルタ7に供給され、上記第2の中間周波フィルタ7は、単一のチャンネルの帯域幅に実質的に等しい通過帯域と、例えば、受信信号の変調標準によって定義されるような、波形整形された通過帯域特性とを有している。上記フィルタ7は所望のチャンネルを通過させ、他のすべてのチャンネルを実質的に除去する。フィルタリングされた信号は、増幅器8とチューナの“IF出力”とに供給され、上記IF出力は、アナログ又はデジタルのタイプに属する適当な復調器(図示せず。)に接続される。

【0006】図1に示されたチューナは、テレビジョン信号、データ信号、電話信号、及びそれらの組み合わせを受信するためのケーブル分配ネットワークに接続されることが可能である。従って、チューナは分配ネットワークに対する“ポート”として機能し、ネットワークに接続された他の複数のユーザに対する干渉又は同様の影響を防止するか又は低減するとともに、受信信号に対して許容可能なレベルの歪みを生成するように、最低限の必要条件を満たすことが要求される。例えば、チューナの入力は、分配ネットワークに反射して戻るエネルギーが、許容可能な程度に低いレベルであるように、最低の反射減衰量を備えた、定義された入力インピーダンスを有することが必要とされる。また、チューナは、許容可能な程度に低いレベルの潜在的に干渉する信号を、分配ネットワークに注入して戻すことが必要とされる。チューナ内で生成され、潜在的に分配ネットワーク中に注入されるそのような信号は、局部発振器の再放射と、局部発振器と局部発振器との間のうなりと、複数の受信信号相互のうなり又は複数の局部発振器に対するうなりによって生成されたスプリアス積とを含む。

【0007】チューナは、受信信号が復調されて許容可能な受信をユーザに提供できるように、当該受信信号に対して許容可能な低いレベルの歪みを生成することが必要とされる。チューナ内には、受信信号の品質を低下させるさまざまな機構が存在する。これらのうちの最初のもは、受信されるチャンネルにわたって広帯域の雑音スペクトルを結果的にもたらす熱雑音に起因する。これらのうちの第2のものは、受信される複数のチャンネルのそれぞれの間に発生するうなりによって引き起こされる相互変調から生じる。入力信号は、一般に、多数のチャンネルを備えたブロードバンドのタイプに属し、これは、潜在的に多数の相互変調積を生じさせる。

10

20

30

40

50

【0008】これらの必要条件は、信号パス中のチューナ入力に近い当該チューナの一部分が、分配ネットワークに対してよく制御された特性の入力インピーダンスを呈示するとともに、雑音及び相互変調の生成を最小化する必要があるということを意味している。特に、チューナのこの部分は、低い雑音指数(NF)と、高い2次及び3次相互変調インターセプト(IIP2, IIP3)と、一般に75Ωである、相対的に周波数とは独立の入力インピーダンスとを提供する必要がある。また、分配ネットワークからの信号の振幅は、典型的には-5から+15dBmVまで変化可能であるので、チューナのこの部分は、そのようなダイナミックレンジの入力信号レベルにわたって許容可能な性能を提供しなければならない。このことは、相対的に高い入力信号において高い相互変調インターセプト性能を達成することに係る追加の必要条件を結果的にもたらし、上記性能は、相対的に高い“1dB圧縮(P1dB)”としてのパラメータ項として表されてもよい。

【0009】これらの性能の必要条件は、特に図1のチューナにおけるようにチューナの最初の能動ステージがミキサであるところでは、少なくともある程度、互いに両立しない。例えば、ミキシングの機能は、少なくとも4dBだけ雑音指数を性能低下させ、ミキサの動作は位相調整(phasing)の不均衡を信号に導入することがあり、このことは結果的に低下した相互変調性能をもたらす。

【0010】特許文献1は、ダブルコンバージョン型の、2つの標準(VHF/UHF)の受信機を開示している。信号第1ミキサと、異なる帯域又は異なるタイプの信号に対する個別の入力との間で、3つのフィルタリングパスが存在し、各フィルタリングパスは、受信のために選択されたチャンネルの何らかの前置選択を実行するように同調可能なフィルタを含んでいる。1つのフィルタパスにおいてIFトラップの形式の固定されたフィルタが存在し、低域側のフィルタパスにおいて高域通過フィルタの形式の固定されたフィルタが存在するが、これらは、いかなる方法においても、入力帯域幅を複数の固定されたサブバンドに分割するようには動作しない。

【0011】特許文献2は、2つ以上の固定された周波数で動作するようにスイッチングされることが可能な、無線周波ペーজャのようなものを開示している。共通の入力と共通の第1のミキサとの間の回路に、交互にスイッチング可能な2つのフィルタパスが存在するが、各フィルタパスは、なにが実際上の信号チャンネルであるかを選択することが目的の、帯域通過フィルタを備えている。

【0012】特許文献3は、本質的に従来型のフロントエンドを有するFMカーラジオを開示している。周波数変換器に続いて、IFパスはスイッチングされるフィルタ装置を含み、ここで、異なる帯域幅を有する複数のフ

ィルタは、第1の固定されたIFフィルタの後段のIF信号のレベルにตอบสนองした“信号評価回路”に従って、IFパス中にスイッチングされる。フィルタの帯域幅は、干渉の状況に従って、異なる選択性をもって、IFへの変換に続いた信号チャンネルを選択することを目的としている。

【0013】

【特許文献1】英国特許出願公開第2117588号の明細書

10 【特許文献2】ヨーロッパ特許出願公開第0784381号の明細書

【特許文献3】米国特許第5,493,717号の明細書

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の第1の態様によれば、複数のチャンネルを含む入力帯域において入力信号を受信する入力と、上記入力信号を受信し、固定された周波数応答を有するように構成された複数のフィルタリングパスと、上記入力と上記フィルタリングパスとの間に存在し、上記入力帯域を通過させるために十分に広い帯域幅を有する信号パスと、所定の時刻において上記複数のフィルタリングパスのうちの任意の1つを動作可能にして、フィルタリングされた信号を供給する選択装置とを備えた無線周波チューナのフロントエンドにおいて、上記複数のフィルタリングパスは、上記入力帯域を複数のサブバンドに分割するように構成され、上記サブバンドのそれぞれは複数のチャンネルを含み、上記入力と上記フィルタリングパスとの間の上記信号パスは、上記帯域幅にわたって実質的に一定の電圧定在波比を有することを特徴とする無線周波チューナのフロントエンドが提供される。

【0015】上記複数のサブバンドの周波数の下限に対する周波数の上限の比は、互いに実質的に等しくてもよい。上記比は実質的に2に等しくてもよい。

【0016】隣接する対又は各隣接する対のサブバンドは、隣接しているか、又は重複していてもよい。

【0017】2つのフィルタリングパスが存在してもよい。

【0018】上記フィルタリングパスのそれぞれは、帯域通過フィルタリング応答を有してもよい。

【0019】代替例として、2つのフィルタリングパスが存在するところで、下側の1つは低域通過フィルタリング応答を有してもよく、上側の1つは高域通過フィルタリング応答を有してもよい。

【0020】別の代替例として、上記サブバンドのうちの最も低域側のものに対するフィルタリングパスのうちの第1のものは、低域通過フィルタリング応答を有してもよく、上記サブバンドのうちの最も高域側のものに対するフィルタリングパスのうちの第2のものは、高域通過フィルタリング応答を有してもよく、他のフィルタリ

ングパス又は他の各フィルタリングパスは、帯域通過フィルタリング応答を有してもよい。

【0021】上記信号パスはバッファステージを備えていてもよい。上記バッファステージは低雑音増幅器を備えていてもよい。上記信号パスは、上記バッファステージと上記フィルタリングパスとの間に自動利得制御装置を備えていてもよい。

【0022】上記フロントエンドは、上記フィルタリングパスのそれぞれにおいて個々の自動利得制御装置を備えていてもよい。

【0023】上記信号パスは、上記複数のフィルタリングパスを駆動するための複数の出力を有する信号スプリッタを備えていてもよい。上記選択装置は、所定の時刻において、上記信号スプリッタの出力のうちの任意の1つを動作可能にするように構成されていてもよい。

【0024】上記フロントエンドは単一のモノリシック集積回路を備えていてもよい。

【0025】本発明の第2の態様によれば、本発明の第1の態様に係るフロントエンドと、第1の周波数変換器とを備えたチューナが提供される。

【0026】上記選択装置は、上記複数のフィルタリングパスの出力に接続された複数の入力を持つ、上記第1の周波数変換器の、個別に動作可能にすることが可能な複数の入力ステージを備えていてもよい。

【0027】上記チューナは、上記第1の周波数変換器の出力に接続された第1の中間周波フィルタを備えていてもよい。

【0028】上記第1の周波数変換器はアップコンバータであってもよい。

【0029】上記チューナは第2の周波数変換器を備えていてもよい。上記第2の周波数変換器はダウンコンバータであってもよい。上記チューナは、上記第2の周波数変換器の出力に接続された第2の中間周波フィルタを備えていてもよい。

【0030】上記チューナは、単一のモノリシック集積回路を備えていてもよい。

【0031】上記チューナはケーブルチューナを備えていてもよい。

【0032】本発明は、添付図面を実施例として参照してさらに説明される。

【0033】同じ参照番号は、図面を通じて同様の部分を参照させる。

【0034】

【発明の実施の形態】図2に示されたチューナは、第1及び第2の周波数変換器2、5と、位相ロックループ3、6と、第1及び第2の中間周波フィルタ4、7と、IF増幅器8とを備え、これらは図1に示された対応するステージと同様であり、ゆえに説明を繰り返さない。それに加えて、上記チューナは、ステージ9乃至13にて構成されたフロントエンドを備えている。

【0035】“アンテナ入力”は、低雑音増幅器(LNA)9の形式でバッファステージの入力に接続される。LNA9は利得を提供し、よい雑音指数性能と信号処理性能とを有している。LNA9の出力は自動利得制御ステージ10の入力に接続され、上記自動利得制御ステージ10は、例えば最終的なベースバンド復調器(図示せず。)の制御下で、可変な利得を提供する。AGCステージ10は、能動的又は受動的なタイプに属してもよい。

10 【0036】AGCステージ10の出力は、複数の出力(この場合は2つの出力)を有するアクティブ信号スプリッタ11の入力に接続されている。上記複数の出力は個別に動作不可能にされ、受信のために選択されたチャンネルの周波数に従って所定の時刻において一度にただ1つの出力が動作可能にされるように制御される。LNA9、AGCステージ10及び信号スプリッタ11は、チューナ入力において受信のために利用可能なすべてのチャンネルを通過させるのに十分に広い帯域幅を有する信号パスを形成している。上記信号パスはまた、この帯域幅にわたって実質的に一定の電圧定在波比を有している。

20 信号スプリッタ11の出力は、帯域通過フィルタ12及び13を備えた2つのフィルタリングパスに接続されている。フィルタ12及び13は、ケーブルネットワークから受信された信号の入力帯域を実質的に等しい幅の2つのサブバンドに分割するように、隣接するか又はわずかに重複する通過帯域を有している。例えば、典型的なケーブルネットワークからのブロードバンド信号の入力帯域幅は、6MHzの間隔を間に有する複数のチャンネルを備えて、50から860MHzまでに存在する。

30 フィルタ12は50から455MHzまでの通過帯域を有するのに対して、フィルタ13は455から860MHzまでの通過帯域を有している。フィルタ12及び13は有限のQを有しているので、通過帯域は名目上は隣接しているが、多少の通過帯域の重複が存在する。また、2つのフィルタリングパスが図示されているが、入力帯域をより多くのサブバンドに分割して、より多くのそのようなパスが複数のフィルタとともに提供されてもよい。

【0037】図2に示されたような2つのフィルタリングパスの場合には、フィルタ12及び13は、帯域通過フィルタである代わりに、それぞれ低域通過フィルタと高域通過フィルタであってもよい。2つより多くのフィルタリングパスが存在する場合には、低域通過フィルタと高域通過フィルタは、最低の周波数と最高の周波数のフィルタリングパスのためのフィルタリングパスに用いられ、帯域通過フィルタが他のフィルタリングパス又は他の各フィルタリングパスに用いられてもよい。複数のフィルタリングパスは、チューナの入力帯域を複数のサブバンドに分割し、上記サブバンドのそれぞれは、周波数の上限及び下限(一般に-3dB点)とそれらの間の

40

50

所定の比とを有している。サブバンドのうちのいくつか又はすべてに係る上記比は、同じであってもよい。この比が実質的に2に等しいとき、周波数の上限が周波数の下限に対して実質的に2倍になって、各サブバンドは1オクターブをカバーする。

【0038】フィルタ12及び13の出力は、第1の周波数変換器2のミキサ2aの入力に接続されるように図示されている。シンセサイザ3及び6は、所望された任意の入力チャンネルを受信のために選択するように、例えば I^2C バスによって制御される。入力帯域の下半分におけるあるチャンネルが選択されるとき、フィルタ12に接続された信号スプリッタ11の出力は動作可能にされるのに対して、フィルタ13に接続された出力は動作不可能にされる。それとは逆に、選択されたチャンネルが入力帯域の上半分に存在するときは、フィルタ12の出力が動作不可能にされ、フィルタ13の出力が動作可能にされる。

【0039】少なくともステージ9乃至11を備えたフロントエンドが、単一のモノリシック集積回路として実装されることが可能である。上記集積回路はチューナの他の部分を備えていてもよく、実際に、チューナの全体が単一のモノリシック集積回路として実装されることが可能である。フィルタ12及び13は、集積回路の一部として形成されてもよく、又は集積回路から分離した個別のステージとして実装されてもよい。フィルタ12及び13に供給される信号レベル又は振幅がAGCステージ10によって制限されているので、フィルタ12、13は、例えば、アクティブフィルタとして、例えばジャイレータ型フィルタとして実装されてもよい。それに代わって、これらのフィルタは、集積回路上に形成されるか又はその外部に実装された受動的なLC型に属していてもよい。

【0040】図3は、信号スプリッタ11の前段の単一のAGCステージ10が、フィルタリングパスにおける個別のAGCステージ10a及び10bによって置き換えられていることで、図2に示されたものとは異なるチューナ及びフロントエンドを示している。これらのステージは図3においてフィルタ12、13の後段に示されているが、それに代わってフィルタの前段に配置されてもよく、又はフィルタ12、13の内部に含まれてさえいてもよい。また、第1の周波数変換器2は、AGCステージ10a及び10bの出力にそれぞれ接続された入力ステージ14及び15を備えている。ステージ14及び15のそれぞれは、フィルタ12を備えたフィルタリングパスが選択されるときにステージ14が動作可能にされかつステージ15が動作不可能にされ、フィルタ13を備えたフィルタリングパスが選択されるときにステージ15が動作可能にされかつステージ14が動作不可能にされるように、個別に動作可能にされることが可能である。ステージ14及び15は、信号スプリッタ出力

の動作可能化/動作不可能化能力の代わりに、又は図示されたように上記能力に加えて提供されてもよい。

【0041】別の実施形態(図示せず。)では、AGCステージ10a、10bは、ミキサ2aとステージ14、15との間の単一のAGCステージによって置き換えられる。

【0042】図2及び図3に示されたフロントエンド装置は、チューナが接続されるケーブル分配ネットワークに対して良好なインピーダンス整合を提供するとともに、相互変調及び熱雑音によって生じた信号の劣化が低下されることを可能にする。また、LNA9の存在は、チューナ内部で生成された信号からの、チューナ入力の分離を改善する。従って、例えば局部発振器2b及び5bからの、スプリアス信号のネットワークを介した再放射は、他のネットワークユーザがより少ない干渉を経験するように、実質的に減少される。フィルタリングパスは、可能なはずみのうなり(distortion beats)の総数が実質的に減少されるように、第1の周波数変換器2の入力に供給される信号帯域幅を減少させる。例えば、6MHzの間隔を有して複数のチャンネルを含んだ50から860MHzまでの入力帯域に対して、最高の周波数のチャンネルにおいて、チャンネル対の間の相互変調から干渉のうなりが生じることがある。ここで、その周波数の総和は860MHzである。前述されたように、入力帯域が455MHzにおいて2つのサブバンドに分割されたときは、860MHzの周波数を与えるうなりを生じうる対は存在しない。入力帯域を分割することによってチャンネル間の混変調は完全には除去されないが、可能なスプリアス積の個数は実質的に減少される。入力帯域を2つのサブバンドに分割する場合には、可能な干渉する積の個数は2のファクタで減少される。

【0043】LNA9の存在は、改善された雑音指数が達成可能であるように、第1の周波数変換器2のミキサ2aのノイズの寄与をバッファリングする。従って、例えば図1に示されたタイプの既知のチューナにおいて必要な相容れない複数の性能の必要条件の間における妥協は、除去されるか又は実質的に減らされることが可能である。特に、第1のミキサ2aの設計における妥協は、低下された全体の電力消費量において所望の相互変調及びP1dBが達成されることを可能にするチューナ性能を備えることを必要とせずに、雑音指数及びVSWR性能が緩和されうるので、減らされることが可能である。

【0044】1つ又は複数のAGCステージの前段のLNA9の存在は、すべてのAGC利得の設定において良好なVSWRを保持することを可能にする。このことは、AGCの設定によってチューナの入力インピーダンスが変化することによる図1のチューナの不都合を除去する。同様に、フィルタステージ12及び13の前段のLNA9の存在は、入力帯域の全体にわたってVSWRが実質的に一定になることを可能にする。

【0045】

【発明の効果】このように、改善された性能のチューナフロントエンド及びチューナを提供することができる。入力帯域をより小さい複数のサブバンドに分割することによって、相互変調性能を改善することができる。特に、形成可能なスプリアス相互変調積がより少なくなるように、相互変調過程において発生しうるチャンネル数は減少される。入力に接続された低雑音増幅器のようなバッファステージを用いることによって、バッファの逆アイソレーション特性は、フロントエンド又はチューナ内で生成され、ケーブル分配ネットワークに入射される信号のレベルを低下させる。また、ネットワーク中に戻るエネルギーの反射を低下させるために、ネットワークに対するよりよいインピーダンスの整合が提供されることが可能である。特に、自動利得制御ステージから結果的に得られる入力インピーダンスの変動は、実質的に低下されるか、又は除去されることが可能である。

【0046】複数のフィルタリングパスを分割するための入力信号のアクティブな分割は、そのようなパスの間で良好な絶縁を提供し、従って、例えば第1の周波数変換器に示される、合計の信号帯域幅を制限する。

【0047】従って、良好な雑音指数と、良好な相互変調インターセプトと、良好な電圧定在波比(VSWR)と、良好なP1dB性能とを同時に達成することができる。

*

* 【図面の簡単な説明】

【図1】 既知のタイプのダブルコンバージョンケーブルチューナのブロック回路図である。

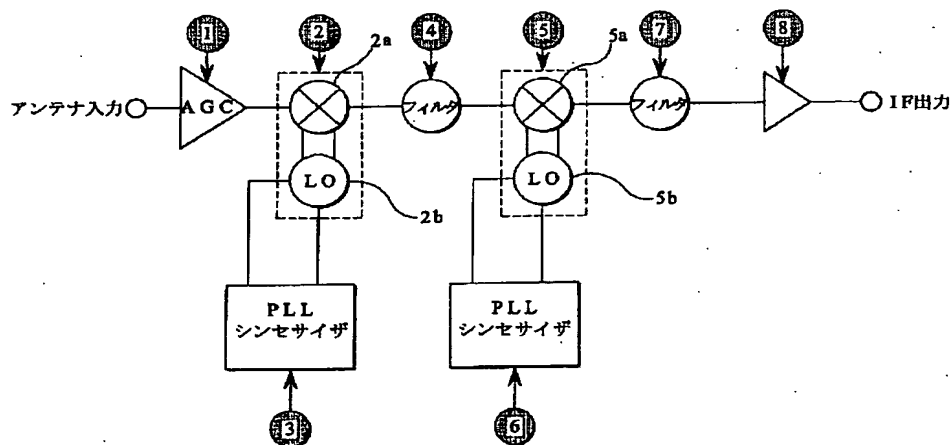
【図2】 本発明の実施形態を構成するケーブルチューナ及びフロントエンドのブロック回路図である。

【図3】 本発明のもう1つの実施形態を構成するもう1つのケーブルチューナ及びフロントエンドのブロック回路図である。

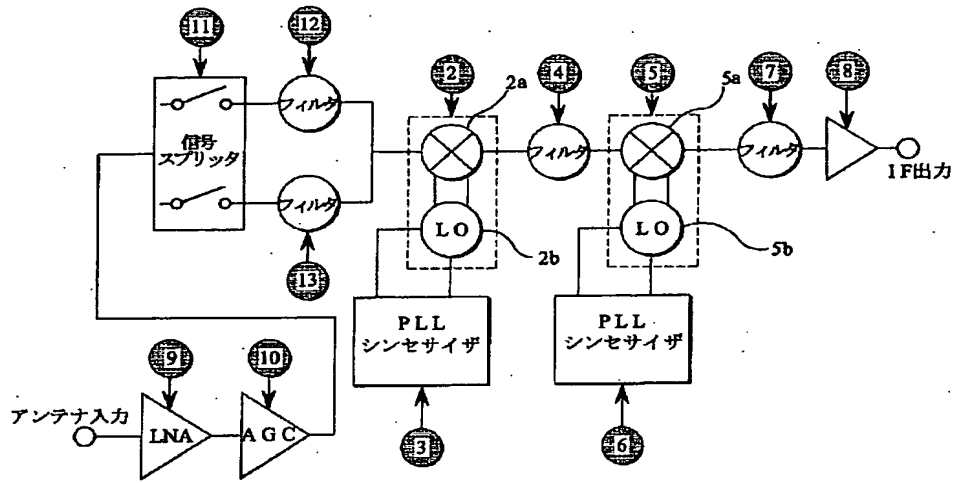
【符号の説明】

- 10 1…自動利得制御ステージ、
2…第1の周波数変換器、
2a, 5a…ミキサ、
2b, 5b…局部発振器(LO)、
3, 6…位相ロックループ(PLL)シンセサイザ、
4…第1の中間周波フィルタ、
5…第2の周波数変換器、
7…第2の中間周波フィルタ、
8…IF増幅器、
9…低雑音増幅器(LNA)、
20 10, 10a, 10b…自動利得制御(AGC)ステージ、
11…信号スプリッタ、
12, 13…フィルタ、
14, 15…入力ステージ。

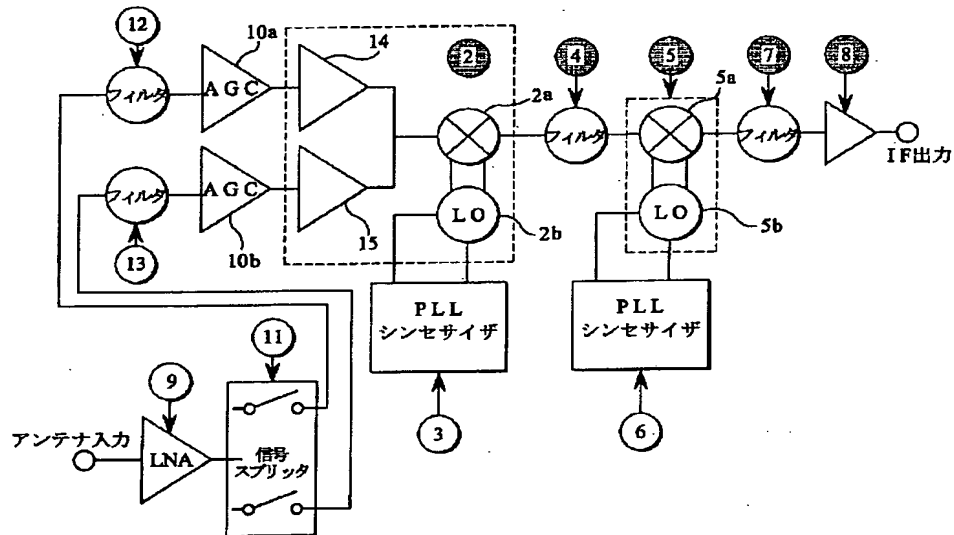
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 マーク・スティーブン・ジョン・マッド
イギリス、エスエヌ4・7エスディ、ウィ
ルトシャー、スウィンドン、ウットン・バ
セット、ソルトスプリング・ドライブ27番

(72)発明者 ニコラス・ポール・カウリー
イギリス、ウィルトシャー、ロートン、ブ
ライアーズ・ヒル3番

Fターム(参考) 5K020 BB08 DD01 EE01 KK02
5K022 AA10 AA23
5K062 AA11 AB07 BA01 BC03

【外国語明細書】

1

RADIO FREQUENCY TUNER FRONT END AND TUNER

The present invention relates to a radio frequency tuner front end and to a tuner incorporating such a front end. Such a tuner may, for example, be of the type referred to as a "cable set top box" used in reception equipment for receiving broadband signals comprising a large number of channels from a cable distribution network.

Figure 1 of the accompanying drawings illustrates a typical known type of cable tuner of the double conversion type. The tuner has an antennae input connected to the input of an automatic gain control (AGC) stage 1 for controlling the signal level supplied to a first frequency changer 2 so as to maximise the signal to intermodulation plus noise performance of the tuner. The AGC stage 1 typically comprises a PIN diode whose input resistance can be varied by varying a standing current therethrough. The resulting variable resistance is used as part of a potential divider for attenuating the input signal in accordance with a gain control signal, which may be derived from a measurement of the signal level downstream of the stage 1 or from a demodulator (not shown).

The first frequency changer 2 comprises a mixer 2a which receives a local oscillator signal from a local oscillator (LO) 2b controlled by a phase locked loop (PLL) synthesiser 3. The first frequency changer 2 performs block up-conversion of all of the channels supplied to the tuner input, for example with the frequency of the desired channel being centred on the first high intermediate frequency, typically 1.1GHz.

The output of the first frequency changer 2 is supplied to a first intermediate frequency filter 4, which has a defined centre frequency and passband characteristic. Typically, the filter 4 is a bandpass filter whose centre frequency is nominally equal to the first intermediate frequency and whose passband is such that the filter passes a small number of individual channels.

The output of the filter 4 is supplied to a second frequency changer 5, which similarly comprises a mixer 5a and a local oscillator 5b controlled by a phase locked loop synthesiser 6. The second frequency changer 5 performs a block down conversion such

that the desired channel is centred on the second intermediate frequency, for example 36MHz. The output of the second frequency changer 5 is supplied to a second intermediate frequency filter 7, which has a passband substantially equal to a single channel bandwidth and, for example, a shaped passband characteristic as defined by the modulation standard of the received signal. The filter 7 passes the desired channel and substantially eliminates all other channels. The filtered signal is supplied to an amplifier 8 and to the "IF output" of the tuner, which is connected to a suitable demodulator (not shown) which may be of analog or digital type.

The tuner shown in Figure 1 may be connected to a cable distribution network for receiving television signals, data signals, telephony signals, or combinations thereof. The tuner thus functions as a "port" to the distribution network and is required to meet minimum requirements so as to prevent or reduce interference or similar effects to other users connected to the network while generating an acceptable level of distortion for the received signal. For example, the input of the tuner is required to have a defined input impedance with a minimum return loss so that energy reflected back into the distribution network is at an acceptably low level. Also, the tuner is required to inject an acceptably low level of potentially interfering signals back into the distribution network. Such signals generated within the tuner and potentially injected into the distribution network include local oscillator re-radiation, local oscillator/local oscillator beats, and spurious products generated by the received signals beating with each other or with the local oscillators.

The tuner is required to generate an acceptably low level of distortion for the received signal so that this can be demodulated to provide acceptable reception for a user. There are various mechanisms within the tuner which degrade the received signal. A first of these is caused by thermal noise which results in a broadband noise spectrum across the received channel. A second of these results from intermodulation caused by beating together of received channels. The input signal is generally of a broadband type comprising a large number of channels and this potentially gives rise to a large number of intermodulation products.

These requirements mean that the part of the tuner near its input in the signal path has to minimise noise and intermodulation generation while presenting a well-controlled characteristic input impedance to the distribution network. In particular, this part of the tuner has to provide a low noise figure (NF), high second and third intermodulation intercepts (IIP2, IIP3), and a relatively frequency-independent input impedance which is generally 75 ohms. Also, the amplitude of signals from the distribution network can vary typically from -5 to +15dBmV so that this part of the tuner must provide acceptable performance over such a dynamic range of input signal levels. This results in an additional requirement of achieving high intermodulation intercept performance at relatively high input signals, which may be expressed in parametric terms as a relatively high "1 dB compression (P1dB)".

These performance requirements are, at least to some extent, mutually exclusive, in particular where the first active stage of the tuner is a mixer as in the tuner of Figure 1. For example, the mixing function degrades the noise figure by a minimum of 4dB and the action of the mixer may introduce phasing imbalances in the signal which can result in degraded intermodulation performance.

GB 2 117 588 discloses a dual standard (VHF/UHF) receiver of the double conversion type. Between the signal first mixer and individual inputs for different bands or types of signals, there are three filtering paths, each containing a filter which is tunable so as to perform some pre-selection of the channel selected for reception. Although there are fixed filters in the form of an IF trap in one filter path and a high pass filter in the lower filter path, these do not function in any way to divide the input bandwidth into a plurality of fixed sub-bands.

EP 0 784 381 discloses what appears to be a radio frequency pager which can be switched to operate at two or more fixed frequencies. Although there are two filter paths alternately switchable into circuit between the common input and the common first mixer, each filter path comprises a bandpass filter whose purpose is to select what is effectively a single channel.

US 5 493 717 discloses an FM car radio having an essentially conventional front end. Following the frequency changer, the IF path contains a switched filtering arrangement in which filters having different bandwidths are switched into the IF path according to "signal evaluation circuits" which respond to the level of the IF signal after the first fixed IF filter. The bandwidths of the filters are for selecting a single channel following conversion to IF with different selectivities according to interference conditions.

According to a first aspect of the invention, there is provided a radio frequency tuner front end, comprising: an input for receiving an input signal in an input band containing a plurality of channels; a plurality of filtering paths arranged to receive the input signal and having fixed frequency responses a signal path between the input and the filtering paths having a bandwidth sufficiently wide to pass the input band; and a selecting arrangement for enabling any one of the filtering paths at a time to supply a filtered signal, characterised in that the filtering paths are arranged to divide the input band into a plurality of sub-bands, each of which contains a plurality of the channels, and the signal path between the input and the filtering paths has a substantially constant voltage standing wave ratio over the bandwidth.

The ratio of the upper frequency limit to the lower frequency limit of the sub-bands may be substantially equal to each other. The ratios may be substantially equal to two.

The sub-bands of the or each adjacent pair may be contiguous or may overlap.

There may be two filtering paths.

Each of the filtering paths may have a bandpass filtering response.

As an alternative, where there are two filtering paths, a lower one may have a low pass filtering response and an upper one may have a high pass filtering response.

As a further alternative, a first of the filtering paths for a lowest of the sub-bands may have a low pass filtering response, a second of the filtering paths for a highest of the sub-bands may have a high pass filtering response, and the or each other filtering path may have a bandpass filtering response.

The signal path may comprise a buffer stage. The buffer stage may comprise a low noise amplifier. The signal path may comprise an automatic gain control arrangement between the buffer stage and the filtering paths.

The front end may comprise a respective automatic gain control arrangement in each of the filtering paths.

The signal path may comprise a signal splitter having outputs for driving the filtering paths. The selecting arrangement may be arranged to enable any one of the signal splitter outputs at a time.

The front end may comprise a single monolithic integrated circuit.

According to a second aspect of the invention, there is provided a tuner comprising a front end according to the first aspect of the invention and a first frequency changer.

The selecting arrangement may comprise individually enableable input stages of the first frequency changer having inputs connected to outputs of the filtering paths.

The tuner may comprise a first intermediate frequency filter connected to an output of the first frequency changer.

The first frequency changer may be an up-converter.

The tuner may comprise a second frequency changer. The second frequency changer may be a downconverter. The tuner may comprise a second intermediate frequency filter connected to an output of the second frequency changer.

The tuner may comprise a single monolithic integrated circuit.

The tuner may comprise a cable tuner.

It is thus possible to provide a tuner front end and a tuner of improved performance. By dividing the input band into smaller sub-bands, it is possible to improve the intermodulation performance. In particular, the number of channels which may take place in the intermodulation process is reduced so that fewer spurious intermodulation products can be formed. By using a buffer stage such as a low noise amplifier connected to the input, the reverse isolation properties of the buffer reduce the level of signals generated within the front end or the tuner and injected into a cable distribution network. Also, a better impedance match to the network can be provided so as to reduce reflections of energy back into the network. In particular, input impedance variations resulting from the automatic gain control stage can be substantially reduced or eliminated.

Active splitting of the input signal for driving the filtering paths provides good isolation between such paths and thus limits the total signal bandwidth presented to, for example, a first frequency changer.

It is thus possible simultaneously to achieve a good noise figure, good intermodulation intercepts, a good voltage standing wave ratio (VSWR) and a good P1dB performance.

The invention will be further described, by way of example, with reference to the accompanying drawings, in which:

Figure 1 is a block circuit diagram of a known type of double conversion cable tuner;

Figure 2 is a block circuit diagram of a cable tuner and front end constituting an embodiment of the invention; and

Figure 3 is a block circuit diagram of another cable tuner and front end constituting another embodiment of the invention.

Like reference numerals refer to like parts throughout the drawings.

The tuner shown in Figure 2 comprises first and second frequency changers 2, 5 and phase locked loops 3, 6, first and second intermediate frequency filters 4, 7 and an IF amplifier 8 which are the same as the corresponding stages shown in Figure 1 and which will not, therefore, be described again. In addition, the tuner comprises a front end composed of stages 9 to 13.

The "antennae input" is connected to the input of a buffer stage in the form of a low noise amplifier (LNA) 9. The LNA 9 provides gain and has a good noise figure performance and signal handling performance. The output of the LNA 9 is connected to the input of an automatic gain control stage 10 which provides a variable gain, for example under control of a final baseband demodulator (not shown). The AGC stage 10 may be of active or passive type.

The output of the AGC stage 10 is connected to the input of an active signal splitter 11 which has a plurality of outputs (in this case two outputs). The outputs are individually disableable and are controlled such that only one output at a time is enabled in accordance with the frequency of the channel selected for reception. The LNA 9, the AGC stage 10 and the signal splitter 11 form a signal path which has a sufficiently wide bandwidth for passing all of the channels available for reception at the tuner input. The signal path also has a substantially constant voltage standing wave ratio over this bandwidth. The outputs of the signal splitter 11 are connected to two filtering paths which comprise bandpass filters 12 and 13. The filters 12 and 13 have passbands which are contiguous or which overlap slightly so as to divide the input band of signals received from a cable network into two sub-bands of substantially equal widths. For example, the input bandwidth of broadband signals from a typical cable network is from 50 to 860MHz with channels spaced at 6MHz intervals. The filter 12 has a passband from 50 to 455MHz whereas the filter 13 has a passband from 455 to 860MHz.

Although the passbands are nominally contiguous, because the filters 12 and 13 have finite Qs, there is some passband overlapping. Also, although two filtering paths are shown, more such paths could be provided with the filters dividing the input band into more sub-bands.

In the case of two filtering paths as shown in Figure 2, the filters 12 and 13 may be low pass and high pass filters, respectively, instead of bandpass filters. In the case of more than two filtering paths, low pass and high pass filters may be used in the filtering paths for the lowest and highest frequency filtering paths with bandpass filters being used in the or each other filtering path. The filtering paths divide the input band of the tuner into a plurality of sub-bands, each of which has upper and lower frequency limits (generally -3dB points) with a ratio therebetween. The ratios of some or all of the sub-bands may be the same. When this ratio is substantially equal to two, each sub-band covers an octave with the upper limit frequency being substantially twice the lower limit frequency.

The outputs of the filters 12 and 13 are shown connected to the input of the mixer 2a of the first frequency changer 2. The synthesisers 3 and 6 are controlled, for example by an I²C bus, so as to select any desired input channel for reception. If a channel in the lower half of the input band is selected, the output of the signal splitter 11 connected to the filter 12 is enabled whereas the output connected to the filter 13 is disabled. Conversely, if the selected channels lies in the upper half of the input band, the output to the filter 12 is disabled and the output to the filter 13 is enabled.

The front end comprising at least the stages 9 to 11 may be implemented as a single monolithic integrated circuit. This integrated circuit may comprise other parts of the tuner and, indeed, it is possible for the whole of the tuner to be implemented as a single monolithic integrated circuit. The filters 12 and 13 may be formed as part of the integrated circuit or may be implemented as discrete stages separate from the integrated circuit. Because the signal level or amplitude supplied to the filters 12 and 13 is limited by the AGC stage 10, the filters 12, 13 may, for example, be implemented as active

filters, for example as gyrator type filters. Alternatively, these filters may be of passive LC type formed on the integrated circuit or implemented externally thereto.

Figure 3 shows a tuner and front end which differs from that shown in Figure 2 in that the single AGC stage 10 ahead of the signal splitter 11 is replaced by individual AGC stages 10a and 10b in the filtering paths. These stages are shown after the filters 12, 13 in Figure 3 but may alternatively be disposed in front of the filters or may even be included within the filters 12, 13. Also, the first frequency changer 2 comprises input stages 14 and 15 connected to the outputs of the AGC stages 10a and 10b, respectively. Each of the stages 14 and 15 is independently enableable such that the stage 14 is enabled and the stage 15 is disabled when the filtering path comprising the filter 12 is selected and the stage 15 is enabled and the stage 14 is disabled when the filter path comprising the filter 13 is selected. The stages 14 and 15 may be provided instead of or, as shown, in addition to the enable/disable capability of the signal splitter outputs.

In a further embodiment (not shown), the AGC stages 10a, 10b are replaced by a single AGC stage between the mixer 2a and the stages 14, 15.

The front end arrangements shown in Figures 2 and 3 allow signal degradation caused by intermodulation and thermal noise to be reduced while presenting a good impedance match to a cable distribution network to which the tuner is connected. Also, the presence of the LNA 9 improves the isolation of the tuner input from signals generated within the tuner. Thus, re-radiation through the network of spurious signals, for example from the local oscillators 2b and 5b, is substantially reduced so that other network users experience less interference. The filtering paths reduce the signal bandwidth supplied to the input of the first frequency changer 2 so that the total number of possible distortion beats is substantially reduced. For example, with an input band from 50 to 860MHz containing channels with a spacing of 6MHz, interference beats could occur in the highest frequency channel from intermodulation between pairs of channels, the sum of whose frequencies is 860MHz. If the input band is divided at 455MHz into two sub-bands as described hereinbefore, there are no pairs which can beat to give a frequency of 860MHz. Although cross-modulation between channels is

not completely eliminated by dividing the input band, the number of possible spurious products is substantially reduced. In the case of dividing the input band into two sub-bands, the number of possible interfering products is reduced by a factor of 2.

The presence of the LNA 9 buffers the noise contribution of the mixer 2a of the first frequency changer 2 so that an improved noise figure can be achieved. The compromises between conflicting performance requirements which are necessary in known tuners, for example of the type shown in Figure 1, can thus be avoided or substantially reduced. In particular, compromises in the design of the first mixer 2a can be reduced because the noise figure and VSWR performance can be relaxed without comprising tuner performance to allow a desired intermodulation and P1dB at reduced overall power consumption to be achieved.

The presence of the LNA 9 ahead of the AGC stage or stages makes it possible to maintain a good VSWR at all AGC gain settings. This avoids the disadvantage in the tuner of Figure 1 whereby the tuner input impedance varies with the AGC setting. Similarly, the presence of the LNA 9 ahead of the filter stages 12 and 13 allows the VSWR to be substantially constant across the whole input band.

CLAIMS:

1. A radio frequency tuner front end, comprising: an input for receiving an input signal in an input band containing a plurality of channels; a plurality of filtering paths (12, 13) arranged to receive the input signal and having fixed frequency responses, a signal path (9, 10, 11) between the input and the filtering paths (12, 13) having a bandwidth sufficiently wide to pass the input band; and a selecting arrangement (11, 14, 15) for enabling any one of the filtering paths (12, 13) at a time to supply a filtered signal, characterised in that the filtering paths (12, 13) are arranged to divide the input band into a plurality of sub-bands, each of which contains a plurality of the channels, and the signal path between the input and the filtering paths has a substantially constant voltage standing wave ratio over the bandwidth.
2. A front end as claimed in claim 1, characterised in that the ratios of the upper frequency limit to the lower frequency limit of the sub-bands are substantially equal to each other.
3. A front end as claimed in claim 2, characterised in that the ratios are substantially equal to two.
4. A front end as claimed in any one of the preceding claims, characterised in that the sub-bands of the or each adjacent pair are contiguous.
5. A front end as claimed in any one of claims 1 to 3, characterised in that the sub-bands of the or each adjacent pair overlap.
6. A front end as claimed in any one of the preceding claims, characterised by two filtering paths (12, 13).
7. A front end as claimed in any one of the preceding claims, characterised in that each of the filtering paths (12, 13) has a bandpass filtering response.

8. A front end as claimed in claim 6, characterised in that the filtering paths (12, 13) comprise a lower path having a low pass filtering response and an upper path having a high pass filtering response.
9. A front end as claimed in any one of claims 1 to 5, characterised in that a first of the filtering paths for a lowest of the sub-bands has a low pass filtering response, a second of the filtering paths for a highest of the sub-bands has a high pass filtering response, and the or each other filtering path has a bandpass filtering response.
10. A front end as claimed in any one of the preceding claims, characterised in that the signal path (9, 10, 11) comprises a buffer stage (9).
11. A front end as claimed in claim 10, characterised in that the buffer stage comprises a low noise amplifier (9).
12. A front end as claimed in claim 10 or 11, characterised in that the signal path (9, 10, 11) comprises an automatic gain control arrangement (10) between the buffer stage (9) and the filtering paths (12, 13).
13. A front end as claimed in any one of claims 1 to 11, characterised by a respective automatic gain control arrangement (10a, 10b) in each of the filtering paths (12, 13).
14. A front end as claimed in any one of the preceding claims, characterised in that the signal path (9, 10, 11) comprises a signal splitter (11) having outputs for driving the filtering paths (12, 13).
15. A front end as claimed in claim 14, characterised in that the selecting arrangement is arranged to enable any one of the signal splitter outputs at a time.
16. A front end as claimed in any one of the preceding claims, characterised by comprising a single monolithic integrated circuit.

17. A tuner characterised by a front end (9-13) as claimed in any one of the preceding claims and a first frequency changer (2).
18. A tuner as claimed in claim 17, characterised in that the selecting arrangement comprises individually enableable input stages (14, 15) of the first frequency changer (2) having inputs connected to outputs of the filtering paths (12, 13).
19. A tuner as claimed in claim 17 or 18, characterised by a first intermediate frequency filter (4) connected to an output of the first frequency changer (2).
20. A tuner as claimed in any one of claims 17 to 19, characterised in that the first frequency changer (2) is an upconverter.
21. A tuner as claimed in any one of claims 17 to 20, characterised by a second frequency changer (5).
22. A tuner as claimed in claim 21, characterised in that the second frequency changer (5) is a downconverter.
23. A tuner as claimed in claim 21 or 22, characterised by a second intermediate frequency filter (7) connected to an output of the second frequency changer (5).
24. A tuner as claimed in any one of claims 17 to 23, characterised by comprising a single monolithic integrated circuit.
25. A tuner as claimed in any one of claims 17 to 24, characterised by comprising a cable tuner.

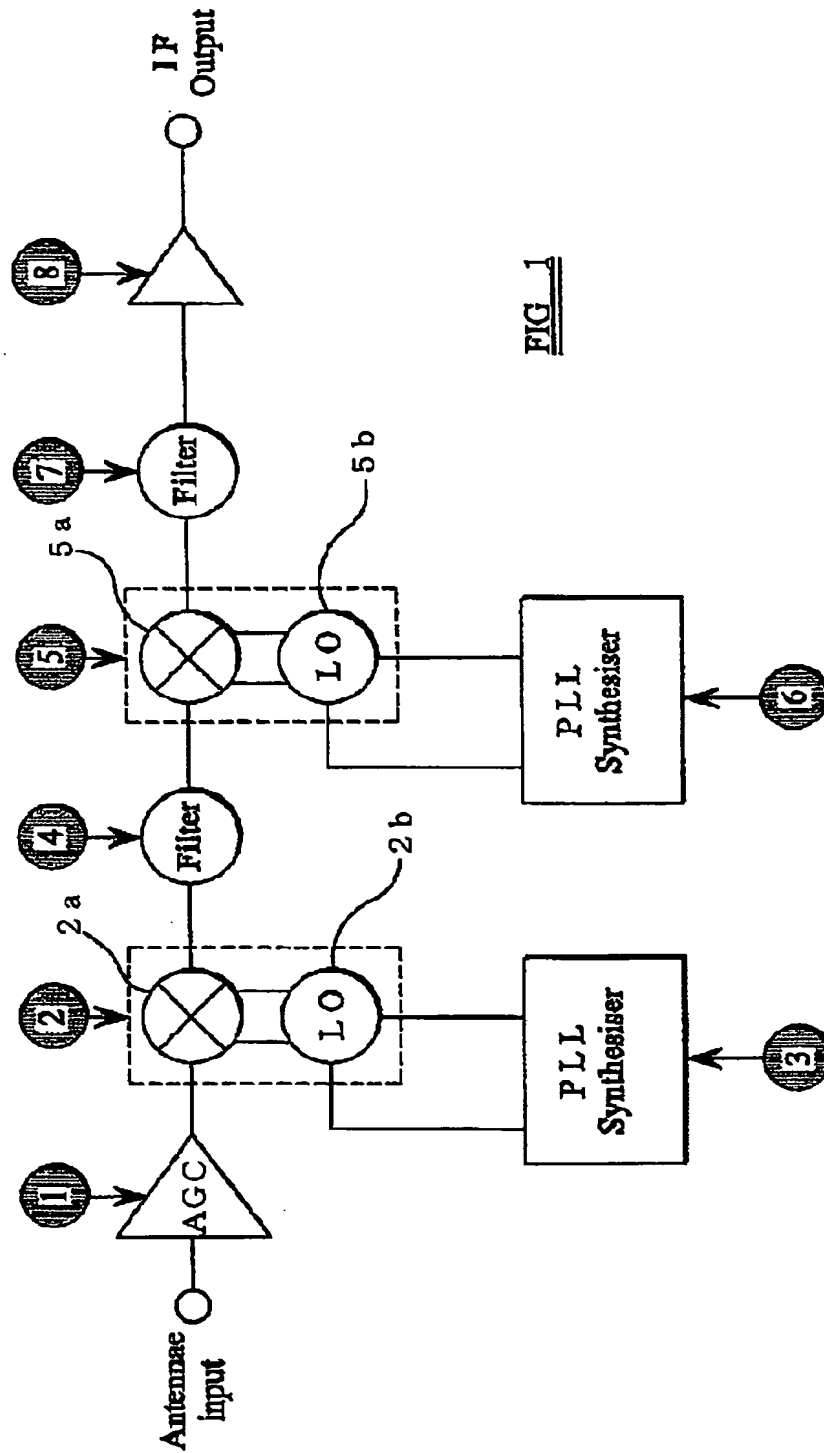
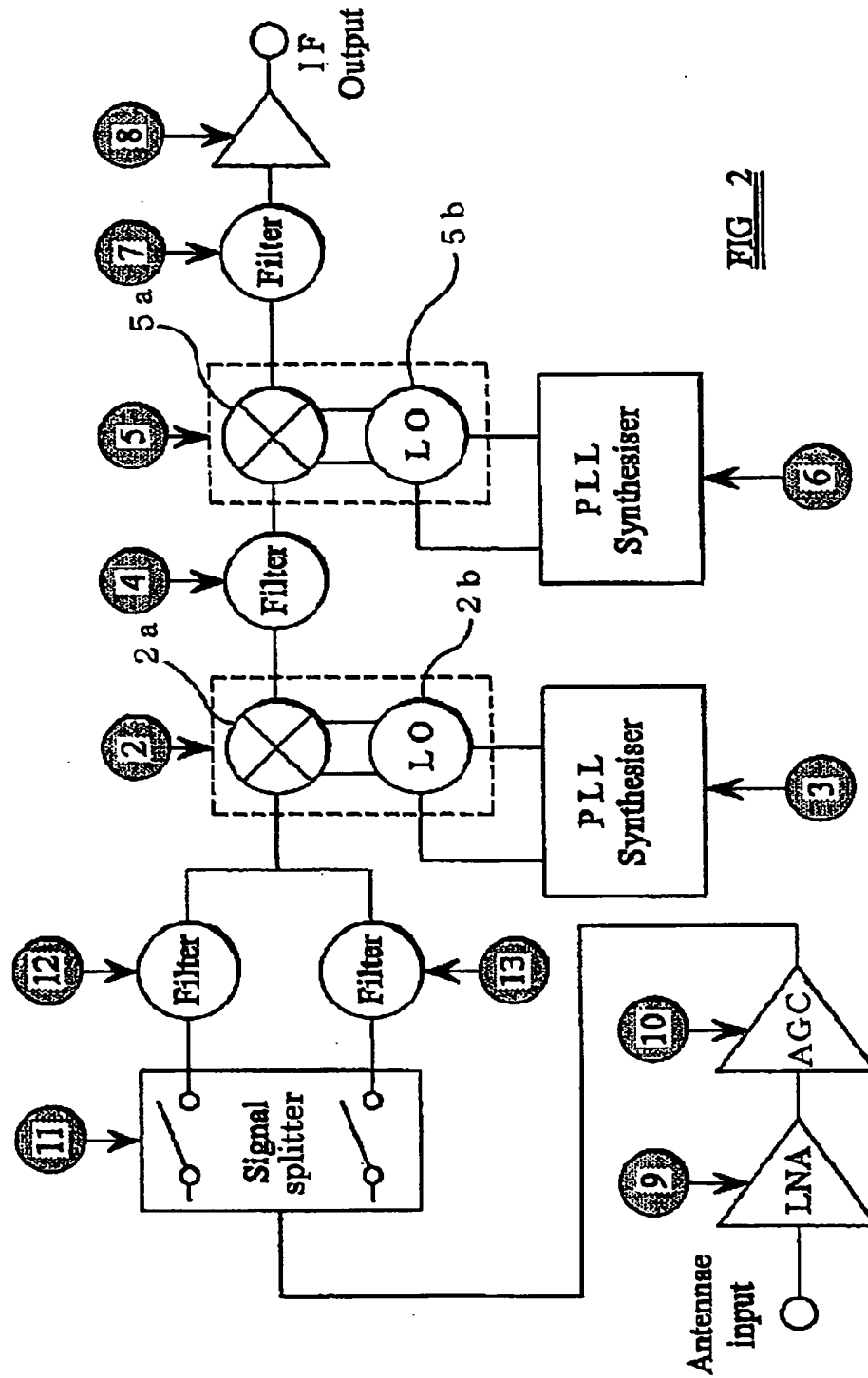
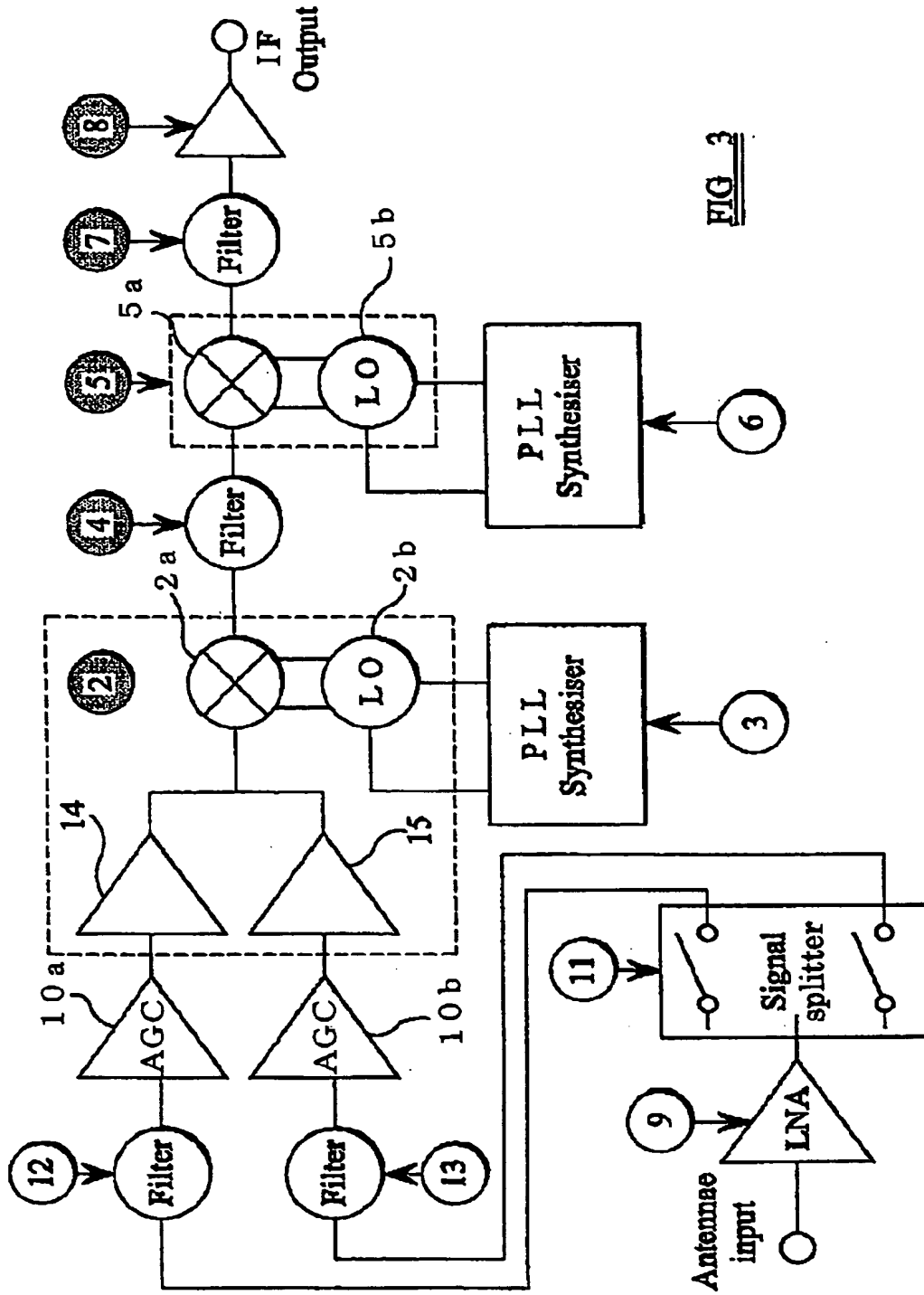


FIG. 1

FIG. 2



ABSTRACT**RADIO FREQUENCY TUNER FRONT END AND TUNER**

(Figure 2)

A front end for a radio frequency tuner, for example for connection to a cable distribution network, comprises an input connected to a signal path comprising an LNA 9 connected via an AGC stage 10 to a signal splitter 11. The input path has a bandwidth sufficiently wide to pass all of the channels in an input signal and has a substantially constant voltage standing wave ratio over the bandwidth. The splitter 11 supplies identical signals to several filtering paths, each of which comprises a fixed filter 12, 13. The paths are selectable one at a time and the filters 12, 13 divide the input frequency band into a plurality of contiguous or slightly overlapping sub-bands. The output of the front end is supplied to, for example, a double conversion arrangement comprising an upconverter 2, 3 and a downconverter 5, 6 with first and second IF filters 4, 7.